

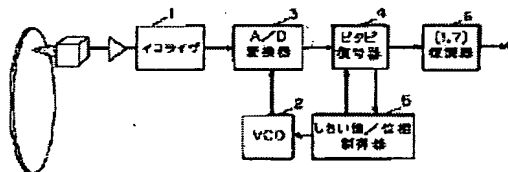
DIGITAL INFORMATION REPRODUCER

Patent number: JP9007313
Publication date: 1997-01-10
Inventor: NAKAJIMA TAKESHI; FURUMIYA SHIGERU;
TAKEMURA YOSHIYA
Applicant: MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD
Classification:
- International: G11B20/18; G11B20/18; G11B20/14
- european:
Application number: JP19950155881 19950622
Priority number(s):

Abstract of JP9007313

PURPOSE: To achieve an accurate clock reproduction by a method wherein a response characteristic of a recording/reproducing system is detected and an expected value of a multivalued level is controlled from the results of the detection to improve an error rate by a PRML signal processing.

CONSTITUTION: An expected value controller 5 sorts and stores a digital data subjected to an A/D conversion 3 based on a survival pulse obtained during a viterbi decoding operation and detects a response characteristic of a recording/ reproducing system based on the digital data to determine changes in level contained in a reproduction signal. An expected value of a multivalued level used in the viterbi decoder 4 is controlled from the results of the detection. Then, the expected value of the decoder 4 is followed according to changes in level regardless of any changes caused in the level of the reproduction signal.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-7313

(43)公開日 平成9年(1997)1月10日

(51)Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 1 1 B 20/18	5 3 4	9558-5D	G 1 1 B 20/18	5 3 4 A
	5 2 2	9558-5D		5 2 2 D
20/14	3 4 1	9463-5D	20/14	3 4 1 B
// G 1 1 B 7/00		9464-5D	7/00	T

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 9 頁)

(21)出願番号 特願平7-155881

(22)出願日 平成7年(1995)6月22日

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 中嶋 健

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 古宮 成

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 竹村 佳也

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

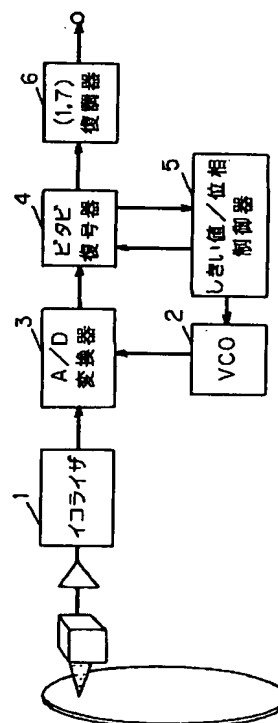
(74)代理人 弁理士 滝本 智之 (外1名)

(54)【発明の名称】 デジタル情報再生装置

(57)【要約】

【目的】 再生信号にレベル変動が生じた場合でも、正確なサンプリングクロックの位相誤差情報を検出し、正確なクロック再生を実現する。

【構成】 第1に、期待値制御器が、ビタビ復号動作中に得られた生き残りパスをもとに、A/D変換されたデジタルデータを分類、蓄積し、蓄積されたデジタルデータを用いて記録再生系の応答特性を検出し、再生信号に含まれるレベル変動を求め、検出結果よりビタビ復号器で用いる多値レベルの期待値を制御し、第2に、位相制御器が、ビタビ復号動作中に得られた生き残りパスをもとに、A/D変換されたデジタルデータを分類、蓄積し、蓄積されたデジタルデータを用いて記録再生系の応答特性を検出し、再生信号に含まれるレベル変動を求め、このうちVCOのサンプリングクロックの位相ずれによるレベル変動成分を算出し、VCOのサンプリングクロックの位相を制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】記録媒体に記録した原デジタル情報をパーシャルレスポンス等化方式を利用して前記記録媒体から再生するデジタル情報再生装置であって、前記記録媒体から再生された再生信号をデジタル信号に変換するA/D変換器と、前記A/D変換器により変換されたデジタル信号を入力として、前記原デジタル情報を復号するビタビ復号器と、前記ビタビ復号器から出力される前記デジタル信号と生き残りバス信号を入力として、前記生き残りバス信号ごとに異なるレジスタに前記デジタル信号を格納し、前記生き残りバス信号ごとにレジスタに格納された前記デジタル信号をもちいて記録再生系の応答特性を検出し、検出結果より前記ビタビ復号器がもちいる多値レベルの期待値信号を前記ビタビ復号器に出力する期待値制御器を備えたことを特徴とするデジタル情報再生装置。

【請求項2】記録媒体に記録した原デジタル情報をパーシャルレスポンス等化方式を利用して前記記録媒体から再生するデジタル情報再生装置であって、前記記録媒体から再生された再生信号をデジタル信号に変換するA/D変換器と、前記A/D変換器により変換されたデジタル信号を入力として、前記原デジタル情報を復号するビタビ復号器と、前記A/D変換器で用いられるサンプリングクロックを発生するVCOと、前記ビタビ復号器から出力される前記デジタル信号と生き残りバス信号を入力として、前記生き残りバス信号ごとに異なるレジスタに前記デジタル信号を格納し、前記生き残りバス信号ごとにレジスタに格納された前記デジタル信号をもちいて記録再生系の応答特性を検出し、検出結果より前記VCOが出力するサンプリングクロックの位相ずれ量を算出し、前記VCOが出力する前記サンプリングクロックの位相を制御する位相制御器を備えたことを特徴とするデジタル情報再生装置。

【請求項3】期待値制御器が、入力された再生信号を入力された生き残りバスによって指定されたレジスタに格納するセレクト回路と、再生信号を所定の長さ格納するレジスタ回路と、格納された再生信号からホワイトノイズ成分を取り除いた代表値を出力する代表値演算回路と、代表値からビタビ復号期待値を演算出力する期待値演算回路と、レジスタ回路にデータが格納されるまでにビタビ復号器が用いる期待値を出力する初期値設定回路で構成されている請求項1記載のデジタル情報再生装置。

【請求項4】位相制御器が、入力された再生信号を入力された生き残りバスによって指定されたレジスタに格納するセレクト回路と、再生信号を所定の長さ格納するレジスタ回路と、格納された再生信号からホワイトノイズ成分を取り除いた代表値を出力する代表値演算回路と、代表値から位相誤差を演算出力する位相誤差演算回路と、位相誤差データをアナログ信号に変換するD/A変

換器と、アナログ位相誤差信号から追従すべき周波数成分を取り出すLPFと、レジスタ回路にデータが格納されるまでにビタビ復号器が用いる期待値を出力する初期値設定回路で構成されている請求項2記載のデジタル情報再生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、記録媒体から再生されたアナログ信号から原デジタル情報を再生するデジタル情報再生装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、媒体上に高密度記録されたデジタル情報を復調する方式として、パーシャルレスポンス処理とビタビ復号を組み合わせたPRML信号処理が用いられている。媒体上に高密度記録を図ると、記録再生系の周波数特性から符号間の干渉が発生する。

【0003】パーシャルレスポンス処理は、既知の符号間干渉を与えることで従来のナイキスト等化に比べてS/N比を改善できる。一方、ビタビ復号は符号前後に相関がある場合に有効である。パーシャルレスポンス処理は、符号間に相関を持たせて既知の符号間干渉を与えるので、ビタビ復号との組み合わせが有効となる。

【0004】一般に、周波数特性から、光ディスクの記録再生特性とパーシャルレスポンスクラス1等化特性、磁気ディスクの記録再生特性とパーシャルレスポンスクラス4等化特性との整合性がよいとされている。さらに高密度化するために、より符号間干渉をもたせた多値レベルのPRML信号処理方式が検討されている。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかし、ビタビ復号は振幅情報を利用するため、振幅変動の影響を強く受けることになる。帯域通過特性をもつ磁気ディスクや磁気テープなどでは磁気ヘッドとディスク、テープ面の距離が変動することなどにより再生信号波形にレベル変動が生じる。

【0006】また低域通過特性をもつ光ディスクでは、デフォーカスやディスクの反射率変動や記録再生系がDC成分を通過させないことやレーザの記録パワーの変動による再生信号の対称性が損なわれることなどにより再生信号波形にレベル変動が生じる。

【0007】図1は再生信号から取り出したクロックによってパーシャルレスポンスクラス2等化した再生信号をサンプリングし、サンプリングデータの振幅値を時間軸方向に表したものである。再生信号にはガウス分布に近いホワイトノイズが含まれている。このようなホワイトノイズだけが再生信号に含まれる場合、図1(a)のように再生信号のサンプリングデータがあるばらつきをもって分布する。この場合には、ビタビ復号の期待値をサンプリングデータのばらつきの中心に固定すれば、復号時に最良のエラーレートを実現できる。

【0008】ホワイトノイズ以外にレベル変動が再生信号に加わると、図1(b)のようにサンプルデータがホワイトノイズによるばらつきに加え、レベル変動によりさらにばらつく。

【0009】このような再生信号をビット復号する際、期待値をばらつきの中心となる位置に固定すると、ホワイトノイズのみならずレベル変動によるばらつきをもPRML処理されてしまい、PRML信号処理によるエラーレートの改善効果が十分に得られない。

【0010】また図1(b)にみられるようなレベル変動が再生信号に含まれていると、従来から用いられている再生信号のゼロクロス点でクロックを抽出する方法では、レベル変動によって変動を受けたゼロクロス点の位相とVCOの位相を比較するため、誤った位相誤差情報がVCOにフィードバックされる。

【0011】また極端な場合、従来から用いられている再生信号のゼロクロス点でクロックを抽出する方法では、レベル変動により長時間に渡ってゼロクロス点を検出できない、位相誤差情報を検出できない状態が起こりうる。

【0012】このような状態が続くと、やがて再生側の同期がはずれ、PRML信号処理に致命的なエラーを引き起こす。以上のように再生信号にレベル変動が生じると、第1にPRML信号処理によるエラーレート改善効果を低減させること、第2に正確なクロック再生が実現できないため、このレベル変動を抑制することが課題であった。

【0013】

【課題を解決するための手段】本発明のデジタル信号再生回路は、再生アナログ信号をデジタルデータに変換するA/D変換器とA/D変換器から出力されたデジタルデータを入力として原デジタル情報を復号するビット復号器とビット復号器に用いられる多値レベルの期待値を制御する期待値制御器と、A/D変換器で用いられるサンプリングクロックを発生させるVCOとVCOが出力するサンプリングクロックの位相を制御する位相制御器を備えたデジタル情報再生装置において、期待値制御器が、ビット復号動作中に得られた生き残りパスをもとに、A/D変換されたデジタルデータを分類、蓄積し、蓄積されたデジタルデータを用いて記録再生系の応答特性を検出し、再生信号に含まれるレベル変動を求め、ビット復号器で用いる多値レベルの期待値を制御し、位相制御器がビット復号動作中に得られた生き残りパスをもとに、A/D変換されたデジタルデータを分類、蓄積し、蓄積されたデジタルデータを用いて記録再生系の応答特性を検出し、再生信号に含まれるレベル変動を求め、このうちVCOのサンプリングクロックの位相ずれによるレベル変動成分を算出し、算出結果よりVCOのサンプリングクロックの位相を制御する構成とした。

【0014】

【作用】上記構成のデジタル信号再生回路は、期待値制御器が、ビット復号動作中に得られた生き残りパスをもとに、A/D変換されたデジタルデータを分類、蓄積し、蓄積されたデジタルデータを用いて記録再生系の応答特性を検出し、再生信号に含まれるレベル変動を求め、検出結果よりビット復号器で用いる多値レベルの期待値を制御し、再生信号にレベル変動が生じていてもビット復号器の期待値をレベル変動に応じて追従させることができるので、PRML信号処理によるエラーレートの改善効果を十分に発揮できる。

【0015】また、位相制御器が、ビット復号動作中に得られた生き残りパスをもとに、A/D変換されたデジタルデータを分類、蓄積し、蓄積されたデジタルデータを用いて記録再生系の応答特性を検出し、再生信号に含まれるレベル変動を求め、このうちVCOのサンプリングクロックの位相ずれによるレベル変動成分を算出し、算出結果よりVCOのサンプリングクロックの位相を制御し、再生信号にレベル変動が生じていても、正確なサンプリングクロックの位相誤差情報をVCOに出力するため、正確なクロック再生が実現できる。

【0016】

【実施例】以下、本発明のデジタル信号再生回路の実施例について述べる。変調符号として(1, 7)RLL符号を、パーシャルレスポンス等化としてクラス2をもちいることとする。また(1, 7)RLL符号の特徴である最小極性反転間隔が2以上であることもちい、発生しない状態遷移を除きたいいわゆる4状態4値ビット復号器をもちいることとする。ランレングス符号とパーシャルレスポンスクラス2等化を組み合わせる記録媒体からの再生信号に応用した公知例は特開平4-232668として知られている。公知例では最小極性反転距離が2以上のランレングスリミテッド符号をもちい、パーシャルレスポンスクラス2等化をした場合、原デジタル信号と再生信号の振幅値は図2のような状態遷移図に従う。

【0017】図2は記録符号のシンボルを0または1とし、パーシャルレスポンスクラス2のインパルス応答の最大振幅値をA(Aは正の値)としている。また状態S(i, j)は2ビット前の記録符号がiであり、1ビット前の記録符号がjである状態を表している。各パスに付加されたm/vは、それぞれパーシャルレスポンスクラス2等化回路へ入力される現在の(1, 7)RLL符号mとパーシャルレスポンスクラス2等化回路の出力振幅値vを表している。この状態遷移図を時間軸方向に展開したものが図3のようなトレリス線図となる。

【0018】トレリス線図(図3)は図2の状態遷移を時間軸方向に展開したものである。状態をとりうる確からしさをあらわすメトリック値が $L^{(k)}$ として各状態に付加されている。ここでkは時刻をあらわしている。

時刻kの各状態において、とりうる時刻k-1からの状態遷移のうち、メトリックのおおきな状態遷移を最尤な状態遷移として選択する。以下の式によってメトリック*

$$\begin{aligned} L^{(1,1)}_k &= \max[L^{(1,1)}_{k-1} - (y_k - 2A)^2, L^{(0,1)}_{k-1} - (y_k - A)^2] \\ L^{(1,0)}_k &= L^{(1,1)}_{k-1} - (y_k - A)^2 \\ L^{(0,1)}_k &= L^{(0,0)}_{k-1} - (y_k + A)^2 \\ L^{(0,0)}_k &= \max[L^{(0,0)}_{k-1} - (y_k + 2A)^2, L^{(1,0)}_{k-1} - (y_k + A)^2] \end{aligned} \quad (式1)$$

このように時刻k-1のメトリック $L^{(0,0)}_{k-1}$ 、 $L^{(1,1)}_{k-1}$ 、 $L^{(1,0)}_{k-1}$ 、 $L^{(0,1)}_{k-1}$ と時刻kの再生信号

振幅値 y_k が与えられると、とりうる6本の状態遷移のうち4本の状態遷移が選択される。ここで状態S(1,1)から状態S(1,1)への遷移をpath 0、状態S(0,1)から状態S(1,1)への遷移をpath 1、状態S(1,1)から状態S(1,0)への遷移をpath 2、状態S(0,0)から状態S(0,1)への遷移をpath 3、状態S(1,0)から状態S(0,0)への遷移をpath 4、状態S(0,0)から状態S(0,0)への遷移をpath 5としておく。

【0020】これを各時刻において計算し、パスを選択することで、トレリス線図に従う状態遷移のうちからもっとも確からしい状態遷移系列(生き残りパス) P_k を決定することができる。生き残りパスから原デジタル情報をデコードすることで最尤復号を実現できる。

【0021】図4は、本発明のデジタル信号再生回路の実施例の構成図である。光ディスクから再生された信号はイコライザ1によって波形等化される。イコライザ1は記録再生系の周波数特性とイコライザ1自身の周波数特性を合わせてパーシャルレスポンスクラス2等化特性となるように設定されている。イコライザ1により波形等化された再生信号はVCO2の出力クロックをサンプリングクロックとするA/D変換器3によってディジ

$$\begin{aligned} L^{(1,1)}_k &= \max[L^{(1,1)}_{k-1} - (y_k - \text{level}[0])^2, L^{(0,1)}_{k-1} - (y_k - \text{level}[1])^2] \\ L^{(1,0)}_k &= L^{(1,1)}_{k-1} - (y_k - \text{level}[2])^2 \\ L^{(0,1)}_k &= L^{(0,0)}_{k-1} - (y_k - \text{level}[3])^2 \\ L^{(0,0)}_k &= \max[L^{(0,0)}_{k-1} - (y_k - \text{level}[5])^2, L^{(1,0)}_{k-1} - (y_k - \text{level}[4])^2] \end{aligned} \quad (式2)$$

図5のように、時刻-1において4つの状態のメトリックが初期値0をとり、時刻0以降、再生信号がビタビ復号器に入力されたとする。ただしパーシャルレスポンスクラス2のインパルス応答の最大振幅値Aを2とする。時刻-1における各状態のメトリックは0、時刻0の再

$$\begin{aligned} L^{(1,1)}_0 &= \max[0 - (4 - 4)^2, 0 - (4 - 2)^2] = 0 \\ L^{(1,0)}_0 &= 0 - (4 - 2)^2 = -4 \\ L^{(0,1)}_0 &= 0 - (4 + 2)^2 = -36 \\ L^{(0,0)}_0 &= \max[0 - (4 + 4)^2, 0 - (4 + 2)^2] = -36 \end{aligned} \quad (式3)$$

(式2)に $\text{level}[i]$ (i は0から5までの整数)の値と、 $L^{(1,1)}_0$ と $L^{(1,0)}_0$ と $L^{(0,1)}_0$ と $L^{(0,0)}_0$ の値を代入し、(式4)をもちいてビタビ復号器4は期待値/位

$$\begin{aligned} L^{(1,1)}_k &= \max[L^{(1,1)}_{k-1} - (y_k - 4)^2, L^{(0,1)}_{k-1} - (y_k - 2)^2] \\ L^{(1,0)}_k &= L^{(1,1)}_{k-1} - (y_k - 2)^2 \\ L^{(0,1)}_k &= L^{(0,0)}_{k-1} - (y_k + 2)^2 \\ L^{(0,0)}_k &= \max[L^{(0,0)}_{k-1} - (y_k + 4)^2, L^{(1,0)}_{k-1} - (y_k + 2)^2] \end{aligned} \quad (式4)$$

*を計算する。

【0019】

※タルデータに変換される。

【0022】ディジタルデータはビタビ復号器4に入力され、ビタビ復号器4は期待値/位相制御器5が設定するビタビ復号器期待値をもちいてディジタルデータより最尤な生き残りパスを求める。このときビタビ復号器4は生き残りパスからデコードされた(1,7)符号データを(1,7)復号器6に出力し、生き残りパスと生き残りパスと同時刻のサンプリングデータを期待値/位相制御器5に出力する。期待値/位相制御器5は生き残りパスによってサンプリングデータを後で説明する方法によって判別し、レジスタに格納する。格納されたディジタルデータより演算を行い、位相誤差データをVCO2に、ビタビ復号器期待値をビタビ復号器4に出力する。

(1,7)復号器6は(1,7)符号データを原ディジタル情報に変換する。

【0023】ビタビ復号器4と期待値/位相制御器5とVCO2の動作について詳しく述べる。ビタビ復号器4は再生信号のレベル変動に追従するために期待値/位相制御器5が出力したビタビ復号器期待値 $\text{level}[0]$, $\text{level}[1]$, $\text{level}[2]$, $\text{level}[3]$, $\text{level}[4]$, $\text{level}[5]$ をもちいる。したがって(式1)を修正し、(式2)をもちいてビタビ復号を行う。

★生信号振幅は4であるので、期待値/位相制御器5は初期値として $\text{level}[0]=4$, $\text{level}[1]=\text{level}[2]=2$, $\text{level}[3]=\text{level}[4]=-2$, $\text{level}[5]=-4$ を出力しているとする、時刻0におけるメトリックがもとまる。

★相制御器5が再生信号からレベル変動成分を検出するまで、各時刻kにおいて巡回的に計算し、図5のようなトレリス線図が得られる。

図5には、各時刻の各状態のノードにメトリックが付加されている。選択されたパスは実線で、選択されなかったパスは破線で示されている。図5のトレリス線図上に時系列につながった実線のパスのうち、とぎれることのないパスが存在する。これが生き残りパスであり太実線で示されている。ビタビ復号器4は生き残りパス P_k から $P_k = \text{path0, path1, path4, path5}$ であれば、'0'を、 $P_k = \text{path2, path3}$ であれば、'1'を(1, 7)復調器6に出力する。

【0024】図6に、期待値/位相制御器5の構成図をしめす。期待値/位相制御器5は、入力された再生信号 y_k を入力された生き残りパス P_k によって異なるレジスタに格納するセクタ回路7と再生信号 y_k を所定の長さ格納するレジスタ回路8と格納された再生信号からホワイトノイズ成分を取り除いた代表値を出力する代表値演算回路9と代表値演算出力からビタビ復号期待値を演算出力する期待値演算回路10と代表値演算出力から位相誤差を演算出力する位相誤差演算回路11と位相誤差データをアナログ信号に変換するD/A変換器12とアナログ位相誤差信号から追従すべき周波数成分を取り出すLPF13とレジスタ回路8にデータが格納されるま*

$$h(kT) = \begin{matrix} 1 \\ 0.5 \\ 0 \\ 1 \\ a \\ b \\ 0 \end{matrix}$$

原デジタル信号が入力されると再生信号の振幅値は図9のような状態遷移に従って出力される。このようなインパルス応答を持つ等化回路で波形等化した再生信号を理想的なクロックでサンプリングを行うと、再生信号のサンプル値 y_k と生き残りパス P_k にも関連がみられる。生き残りパス $P_k = 2$ が出力されている場合には、 y_k は立ち下がり波形の $1 - a + b$ の値をとり、生き残りパス $P_k = 1$ が出力されている場合には、再生信号 y_k は立ち上がり波形の $1 + a - b$ の値をとる。 $P_k = 0, 3, 4, 5$ についても同様なことがいえる。

【0028】このような関係を用いて、セクタ回路7は入力された再生信号 y_k を生き残りパス P_k の指定するレジスタに蓄積される。レジスタ回路8は生き残りパスにつき、所定の長さ(実施例では11個)の容量をもち、新しい再生信号 y_k が入力されると、もっとも古い再生信号 y_k を廃棄する。

【0029】代表値演算回路9はそれぞれのレジスタにすべて、再生信号が格納されると、格納されたデータの平均値を演算、出力する。生き残りパスが P_k の場合の代表値演算回路出力を $OUT[i]$ (i は0から5までの整数)とする。代表値演算回路9が、平均をもとめることによってホワイトガウシアン分布に近似されるランダ

*でビタビ復号器4が用いる期待値を出力する初期値設定回路14で構成されている。

【0025】期待値/位相制御器5の動作を説明する。理想的なパーシャルレスポンスクラス2等化された再生信号波形を、理想的なクロックでサンプリングした場合、再生信号 y_k と生き残りパス P_k には関連がみられる。たとえば図5のように生き残りパス $P_k = 2$ が出力されている場合には、再生信号 y_k は立ち下がり波形の+2の値をとり、生き残りパス $P_k = 1$ が出力されている場合には、再生信号 y_k は立ち上がり波形の+2の値をとる。

【0026】 $P_k = 0, 3, 4, 5$ についても同様なことがいえる。理想的には、生き残りパスが同じであれば、再生信号サンプル値 y_k は時間に関わらず同じ値をとるといえる。記録再生系の周波数特性とイコライザ1の周波数特性を合わせた等化回路の特性が、(5)式のインパルス応答をもつパーシャルレスポンスクラス2等化であると仮定したが、インパルス応答が非線形歪によって(6)式のように非対称になる場合を考える。

【0027】

$$\begin{aligned} (k=0) \\ (k=\pm 1) \\ (k \neq 0, \pm 1) \\ (k=0) \\ (k=-1) \\ (k=+1) \\ (k \neq 0, \pm 1) \end{aligned} \quad \begin{aligned} & \\ & \\ & \text{(式5)} \\ & \\ & \\ & \text{(式6)} \end{aligned}$$

ムノイズ成分を除去することができ(6)式のような非線形な歪を持つ記録再生系であっても、 $OUT[i]$ は、記録再生系の周波数特性とイコライザ1の周波数特性を合わせた等化回路で期待される再生信号振幅値とレベル変動成分の和であるとみなすことができる。

【0030】なお、代表値演算回路9の演算を平均を求めるとしたが、格納されたデータから1次予測結果をえられるような演算としても同様な効果が得られる。

【0031】期待値演算回路10はレジスタに所定の長さの再生信号データが格納されると、初期値設定回路14の出力に代わって、代表値演算回路9の出力 $OUT[i]$ から $\text{level}[0] = OUT[0]$ 、 $\text{level}[1] = OUT[1]$ 、 $\text{level}[2] = OUT[2]$ 、 $\text{level}[3] = OUT[3]$ 、 $\text{level}[4] = OUT[4]$ 、 $\text{level}[5] = OUT[5]$ を満たすようにビタビ復号器4に期待値を出力する。したがって期待値にレベル変動成分が含まれるため、ビタビ復号動作にレベル変動の影響を受けない。

【0032】さらに期待値は等化回路のインパルス応答に適応した値をとるので、等化回路が厳密にパーシャルレスポンス等化を満たさず、非対称な応答をもつ等化回路であっても、適応的にビタビ復号動作を実現できる。

【0033】つぎに位相制御動作について説明する。代

表値演算回路10の出力であるOUT[i]のうち、再生信号の立ち上がり、立ち下がりをしめすOUT[1]、OUT[2]、OUT[3]、OUT[4]に注目する。いま図7

(a)のような再生信号振幅が変動することによって代表値演算回路出力OUT[i]が理想値OUT[1]=OUT[2]=A、OUT[3]=OUT[4]=-Aから変動する場合を考える。

【0034】理想の場合、OUT[i]は破線の○印の値をとる。レベル変動が加わり、再生信号 y_i は実線の●印のような値をとる。●印の再生信号 y_i を生き残りパス P_i の値によって指定されるレジスタへ格納する。蓄積されたデータから平均値演算された出力OUT[1]、OUT[2]、OUT[3]、OUT[4]は図7(b)のようにレベル変動が加わった値をとる。データとしてレベル変動が検出されるので、このレベル変動を以下の3つの成分に分けることができる。

【0035】再生信号に図8(a)のように再生信号の包絡線が上下に同じ大きさだけ振幅値が大きくなった場合、OUT[1]、OUT[2]は理想値よりも変動量Again (Againは正の値とする) 大きく、OUT[3]、OUT[4]は理想値より変動量Again小さくなる。

【0036】つぎに図8(b)のような再生信号にオフセット成分が含まれる場合を考える。

【0037】図8(b)のような場合、OUT[1]、OUT[2]、OUT[3]、OUT[4]はともに変動量Aoffset (Aoffsetは正の値) 大きくなる。図8(c)のように記録符号列“X110011X”の再生信号をA/D変換器3が、理想の場合より位相の進んだクロックでサンプリングしたために代表値演算回路出力OUT[i]が変動する場合を考える。

【0038】図8(c)のような場合、OUT[2]、OUT[4]はそれぞれ $A_{OUT[2]}$ 、 $A_{OUT[4]}$ ($A_{OUT[2]}$ 、 $A_{OUT[4]}$ は正の値) 大きくなり、OUT[1]、OUT[3]はそれぞれ $A_{OUT[1]}$ 、 $A_{OUT[3]}$ ($A_{OUT[1]}$ 、 $A_{OUT[3]}$ は正の値) 小さくなる。記録符号がランダムなデータで、レジスタが十分に長ければ、レベル変動量には $A_{OUT[2]} = A_{OUT[4]} = -A_{OUT[1]} = -A_{OUT[3]} = A_{phase}$ といった関係が成り立つ。

【0039】図8(a)、図8(b)、図8(c)のレベル変動成分が同時に再生信号に含まれる場合、代表値演算出力OUT[i]は理想的な再生信号振幅値($\pm A$)とそれぞれの変動量で表すと以下の式となる。

【0040】

$$OUT[2] = (+A) + Again + Aoffset + Aphase$$

$$OUT[4] = (-A) - Again + Aoffset + Aphase$$

$$OUT[1] = (+A) + Again + Aoffset - Aphase$$

$$OUT[3] = (-A) - Again + Aoffset - Aphase$$

以上の和算をとると

$$OUT[1] + OUT[2] + OUT[3] + OUT[4] = 4 Aoffset$$

再生信号に含まれるオフセット成分が検出できる。また、

$$OUT[2] + OUT[4] = 2 Aoffset + 2 Aphase$$

$$OUT[1] + OUT[3] = 2 Aoffset - 2 Aphase$$

以上2式の差をとると

$$OUT[2] + OUT[4] - OUT[3] - OUT[1] = 4 Aphase$$

再生信号のサンプリングデータから位相誤差が検出できる。Aphaseの正負は位相の進み遅れを表し、絶対値は位相誤差の大きさを示す。

【0041】位相誤差演算回路11はAphaseをデジタルデータとして出力する。これをD/A変換器12はアナログ信号とし、LPF13によって追従すべき周波数成分を取り出し、VCO6の制御入力信号とする。このような構成をとることで、ゼロクロスが検出されなくても、サンプリングされたデータに立ち上がり、立ち下がり波形が含まれると位相誤差情報を検出でき、A/D変換器2のサンプリングクロックを制御することができ、正確なクロック再生が実現できる。

【0042】なお、本実施例は波形等化方法としてパースシャルレスポンスクラス2等化を、記録符号として

(1、7) RLL符号をもちいたが、他のパースシャルレスポンス等化や他の記録符号、たとえばパースシャルレスポンスクラス1等化や(2、7) RLL符号をもちいても同様の効果が得られる。また、最も確からしい状態遷移系列を求める際、状態をとりうる確からしさとして、つねに再生信号振幅値 y_i と期待値level[i]の差の2乗の累積和を求め、最小となるような状態遷移を選択する演算を行ったが、再生信号振幅値 y_i と期待値level[i]の差の絶対値の累積和を求め、最小となるような状態遷移を選択する演算を行った場合でも同様の効果が得られる。

【0043】

【発明の効果】本発明によれば、ビタビ復号動作中に得られた生き残りパスをもとに、A/D変換されたデジタルデータを分類、蓄積し、蓄積されたデジタルデータを用いて記録再生系の応答特性を検出し、再生信号に含まれるレベル変動を求め、検出結果よりビタビ復号器で用いる多値レベルの期待値を制御し、再生信号にレベル変動が生じていてもビタビ復号器の期待値をレベル変動に応じて追従させることでPRML信号処理によるエラーレートの改善効果を十分に発揮できる。再生信号に含まれるレベル変動を求め、このうちVCOのサンプリングクロックの位相ずれによるレベル変動成分を検出し、検出結果よりA/D変換器のサンプリングクロックの位相を制御し、再生信号にレベル変動が生じていても、正確にサンプリングクロックの位相誤差をVCOに出力するため、正確なクロック再生が実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】レベル変動が含まれた再生信号をサンプリング

したデータを時間軸方向にプロットした散布図

【図 2】本発明のデジタル情報再生装置の実施例でもちいた状態遷移図

【図 3】本発明のデジタル情報再生装置の実施例でもちいたトレリス線図

【図 4】本発明のデジタル情報再生装置の実施例の構成図

【図 5】本発明のデジタル情報再生装置の実施例でもちいたビタビ復号器の動作説明図

【図 6】本発明のデジタル情報再生装置の実施例の期待値／位相制御器の構成図

【図 7】本発明のデジタル情報再生装置の実施例のレベル変動検出方法の説明図

【図 8】本発明のデジタル情報再生装置の実施例の位相誤差検出方式の説明図

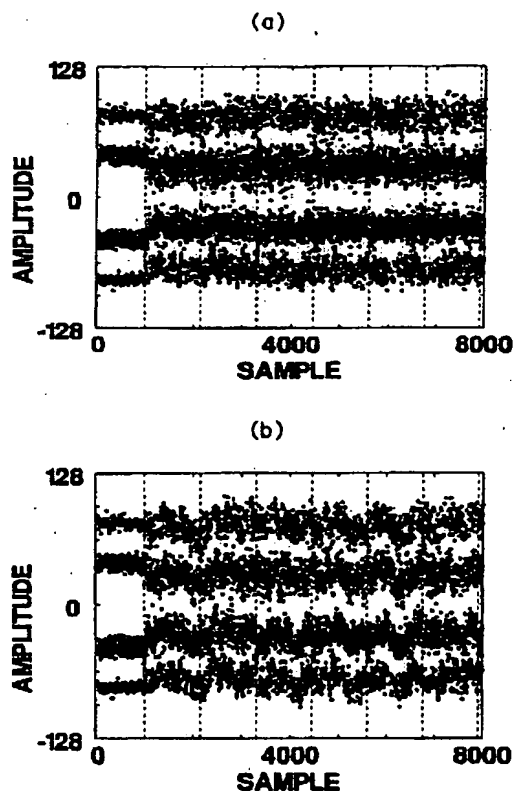
【図 9】本発明のデジタル情報再生装置の実施例の記録再生系に非線形歪みがある場合に用いられる状態遷移*

* 図

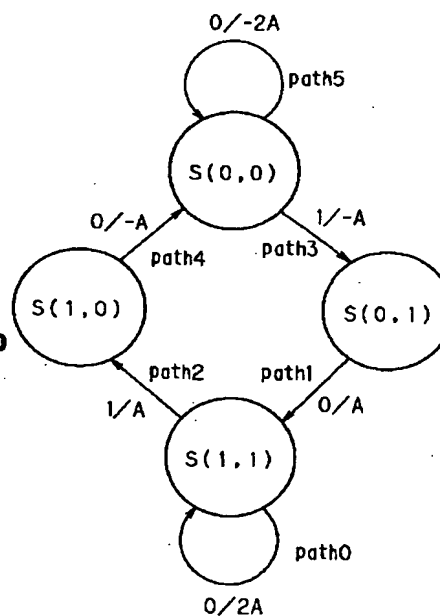
【符号の説明】

- 1 イコライザ
- 2 VCO
- 3 A/D変換器
- 4 ビタビ復号器
- 5 期待値／位相制御器
- 6 (1, 7) 復調器
- 7 セレクタ回路
- 8 レジスタ回路
- 9 代表値演算回路
- 10 期待値演算回路
- 11 位相誤差演算回路
- 12 D/A変換器
- 13 LPF
- 14 初期値設定回路

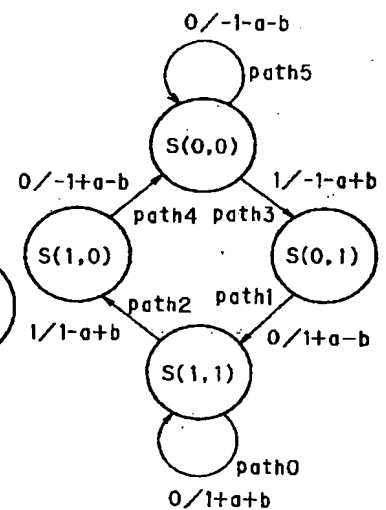
【図 1】



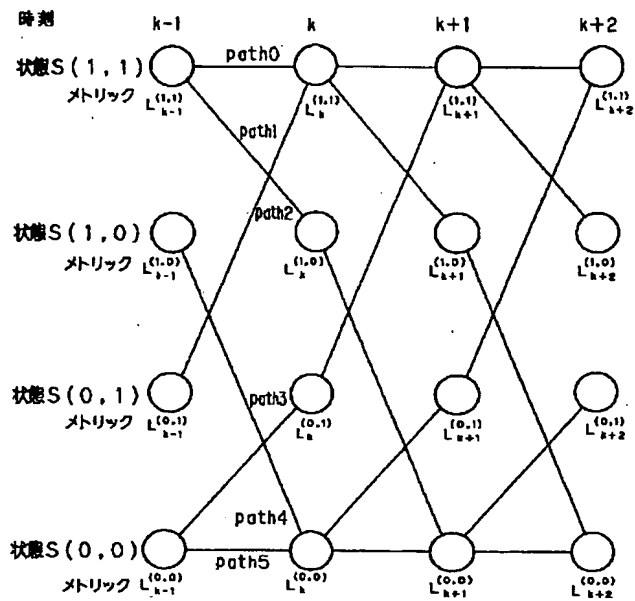
【図 2】



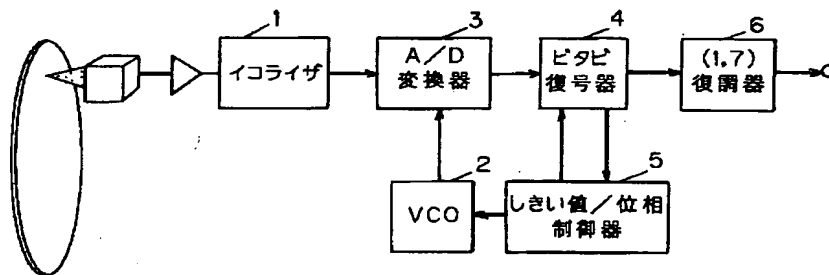
【図 9】



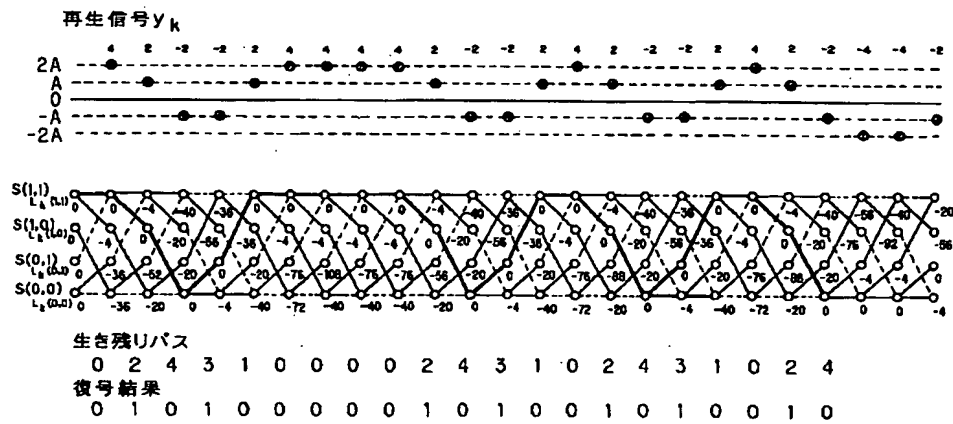
【図 3】



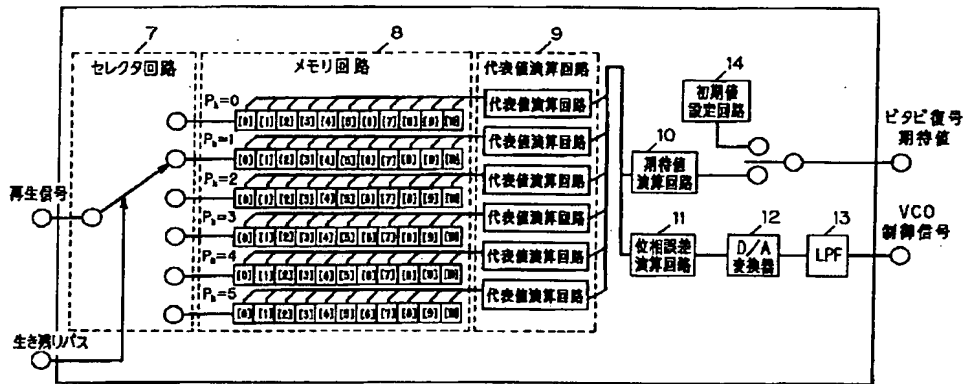
【図 4】



【図 5】



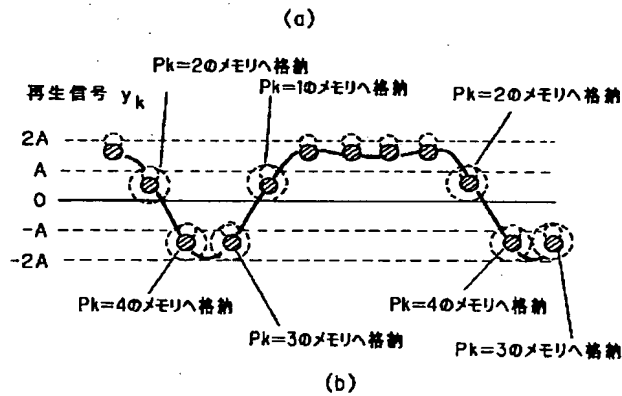
【図6】



【図7】

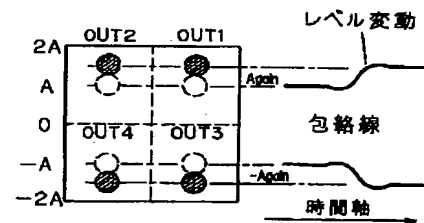
レベル変動によりサンプリングデータが上下する

- 理想的な再生信号
- レベル変動が加わった再生信号

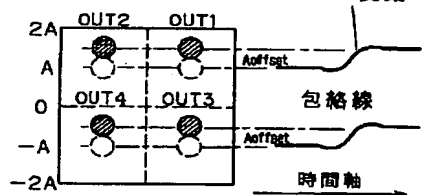


【図8】

(a)



(b)



(c)

